



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **2001069762 A**

(43) Date of publication of application: 16.03.01

(51) Int. Cl.

H02M 7/48
H02M 7/5387
H02P 7/63

(21) Application number: 11246571

(71) Applicant: **MITSUBISHI ELECTRIC CORP**

(22) Date of filing: 31.08.99

(72) Inventor: **KANEHARA YOSHIHIDE**

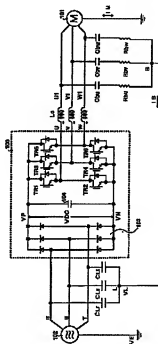
**(54) LEAK CURRENT REDUCING FILTER FOR
 INVERTER TYPE DRIVER**

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce high frequency noise and leak current of an electric apparatus, e.g. a motor, without causing increase of current flowing through a switching element or resonance between lines or at the neutral due to AC short circuit between lines by using relatively small common mode choke coil and capacitor.

SOLUTION: Common mode choke coils L_c are connected between an inverter 100 and an electric apparatus 101. Series circuits of capacitors C_{bu} , C_{bv} , C_{bw} and resistors R_{bu} , R_{bv} , R_{bw} are connected, at one end thereof, between the common mode choke coils L_c and the electric apparatus 101. The other ends of the series circuits are connected together and then connected with a virtual ground potential part L exhibiting a potential equivalent to the ground potential for frequency components higher than that of an AC power supply 102.

COPYRIGHT: (C)2001,JPO



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-69762

(P2001-69762A)

(43)公開日 平成13年3月16日(2001.3.16)

(51) Int.Cl.⁷

H0 2M 7/48

識別記号

FI

H0 2M 7/48

テニート* (参考)

M 5H007

F 5H576

Z

$$Z$$

7/5387

7/5387

H0 2 P 7/63

302

H02P 7/63

302C

審査請求 未請求 請求項の数11 O.L (全 21 頁)

(21)出願番号

特願平11-246571

(22) 出願日

平成11年8月31日(1999.8.31)

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 發明者 金原 好秀

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(74)代理人 100089118

井理十 酒井 宏明

Fターム(参考) 5H007 AA01 AA08 BB06 CA01 CB05

CC01 CC09 EA02 HA02

5H576 BB03 BB06 DD02 EE11 HA02

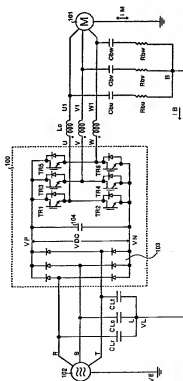
HA03 HB02

(54) 【発明の名称】 インバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ

(57) 【要約】

【課題】 比較的小型のコモンモードチョークコイルとコンデンサを使用し、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共振もなく、高周波ノイズを低減するとともに、モータ等の電気機器の漏洩電流を低減するフィルタを構成すること。

【解決手段】 インバータ100と電気機器101との間に共通モードチョークコイルLcが接続され、共通モードチョークコイルLcと電気機器101間の各線にコンデンサCbu、Cbv、Cbwと抵抗Rbu、Rbv、Rbwの直列接続体の一方を接続し、その直列接続体の他端を共通接続し、共通接続された直列接続体の他端を交流電源102より高い周波数成分に対して接地と同等の電位を持つ仮接地電位部に接続する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 交流電源を整流することにより直流電圧に変換し、スイッチング素子の導通率を制御して前記直流電圧を交流に変換し、モータ等の電気機器を駆動するインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタにおいて、

前記インバータと前記電気機器との間にコンモンモードチョークコイルが接続され、前記コンモンモードチョークコイルと前記電気機器間の各線にコンデンサと抵抗の直列接続体の方が接続され、前記直列接続体の他端が共通接続され、共通接続された前記直列接続体の他端が前記交流電源より高い周波数成分に対して接地と同等の電位を持つ仮想接地電位部に接続されていることを特徴とするインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項 2】 前記仮想設置電位部は、交流電源の各線にそれぞれ接続された同一の静電容量のコンデンサの他端を共通に接続した共通接続点であることを特徴とする請求項 1 に記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項 3】 前記仮想設置電位部は、交流電位の各線のうち、接地した線であることを特徴とする請求項 1 に記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項 4】 前記仮想設置電位部は、交流電源を整流後の直流電圧の正電圧側、あるいは負電圧側、あるいは正電圧側と負電圧側のそれぞれに接続された 2 個のコンデンサの中間接続点であることを特徴とする請求項 1 に記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項 5】 コンモンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コンモンモードチョークコイルとコンデンサ、抵抗によるローパスフィルタを構成し、その減衰特性がインバータの PWM のキャリア周波数において十分減衰する値であり、コンデンサ、抵抗を通る漏洩電流がコンモンモードチョークコイルの飽和磁束密度を越えない値であり、インバータのスイッチング素子がオンしたときにその出力に接続するコンデンサ、抵抗に流れる電流が、前記スイッチング素子の許容電流を越えないように前記コンデンサと抵抗の値が設定されていることを特徴とする請求項 1 に記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項 6】 コンモンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コンモンモードチョークコイルと前記直列接続体によりインバータの PWM のキャリア周波数を減衰するローパスフィルタを構成する第 1 の直列接続体と、インバータの PWM のキャリア周波数の高調波を減衰するローパスフィルタを構成する一つ以上の第 2 の直列接続体を備えることを特徴とする請求項 1～5 のいずれか一つに記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項 7】 前記第 2 の直列接続体は、前記第 1 の直

列接続体の抵抗に並列に接続されていることを特徴とする請求項 6 に記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項 8】 コンモンモードチョークコイルと各線に接続した直列接続体により構成されるフィルタ回路が複数段接続されていることを特徴とする請求項 1～7 のいずれか一つに記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項 9】 インバータの出力線を少なくとも一つの円筒状またはドーナツ状の磁性体に通すことによりコンモンモードチョークコイルが構成されていることを特徴とする請求項 1～8 のいずれか一つに記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項 10】 インバータの出力線を通した円筒状の磁性体の外側を覆うシールド導体の電気機器側にコンデンサと抵抗の直列接続体の共通接続点が接続され、前記シールド導体のインバータ側が前記仮想設置電位部に接続されていることを特徴とする請求項 9 に記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項 11】 前記直列接続体のコンデンサが前記コンモンモードチョークコイルと電気機器とを接続するシールドケーブルの線間静電容量により与えられることを特徴とする請求項 1～10 のいずれか一つに記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、インバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタに関し、特に、モータ等の電気機器をインバータで駆動したときに発生する漏洩電流を低減する漏洩電流低減フィルタに関するものである。

【0002】

【従来の技術】 図 23 は、インバータによるモータ駆動装置の従来例を示している。図 23 において、100 はインバータを、101 はインバータ 100 に接続されたモータを、102 はインバータ 100 に電力を供給する交流電源をそれぞれ示している。

【0003】 上述のようなモータ駆動装置では、モータ 101 のケース（フレーム）はアース（接地）されている。交流電源 102 は単相交流電源または三相交流電源であり、これも、その中性点または、一線が接地されている。交流電源 102 の各線 R、S、T はインバータ 100 に接続され、インバータ 100 の整流回路 103 によって整流することにより直流電圧 VDC（VP、VN）を得る。直流電圧 VDC は、コンデンサ 104 により平滑され、リップルの少ない直流電圧 VDC となる。

【0004】 インバータ 100 のスイッチング素子 TR1～TR6 は、直流電圧 VDC による電圧を PWM（パルス幅変調）スイッチングし、周波数と電圧を制御した交流電圧をモータ 101 に出力する。モータ 101 は、イ

ンバート100が出力する電流の周波数と電圧に従って回転する。したがって、インバート100によりモータ101を駆動すると、モータ101の回転数を自由に變えることができ、モータ101を交流電源102に直接接続した場合に比べて多くの利点、応用が得られる。

【0005】図24は、モータ101の電氣的な等価回路を示している。図24において、 L_u 、 L_v 、 L_w はモータの巻線のインダクタンスである。モータ101の鉄心はケイ素鋼板等により構成され、鉄心に多くの巻数で電線が巻かれているので、巻線のインダクタンスは1~10mHと大きな値である。

【0006】 R_u 、 R_v 、 R_w はモータ101の出力を抵抗に置き換えたもので、軸にトルクをかけて回転することにより機械的仕事をして、その仕事を抵抗で消費する電力に置き換えたものである。抵抗 R_u 、 R_v 、 R_w はモータ101の出力（大きさ）によって変動し、1~10000程度の変化がある。 CL_u 、 CL_v 、 CL_w は、各巻線のモータケース（フレーム）に対する浮遊静電容量である。また、 RL_u 、 RL_v 、 RL_w は浮遊静電容量 CL_u 、 CL_v 、 CL_w に存在する抵抗成分である。モータ101は以上の等価成分から成っている。

【0007】ここで、インバート100を高いキャリア周波数でPWM制御した波形をモータ101に加えると、モータ101に流れる電流のうち、巻線のインダクタンス L_u 、 L_v 、 L_w に流れる電流はほぼ滑らかな交流電流となる。これは、インダクタンス L_u 、 L_v 、 L_w の値が高いので、低い周波数の成分しか流れないことによる。従って、モータ101の回転力はキャリア周波数の影響を殆ど受けない。

【0008】しかし、たとえば、スイッチング素子TR1がON、TR2がオフし、出力線Uの電圧 V_u だけがVNからVPに急峻に上昇すると、静電容量 CL_u と抵抗 RL_u に漏洩電流 I_u が流れる。この電流は出力線Vの電圧 V_v が下降する時も、また出力線Wの電圧変動においても同様に漏洩電流 I_v 、 I_w が流れる。従って、漏洩電流 IM は I_u 、 I_v 、 I_w の和として流れる。静電容量 CL_u 、 CL_v 、 CL_w の代表的な値は1000PF~5000PFの比較的小きな値であり、抵抗 RL_u 、 RL_v 、 RL_w の代表的な値も10~500Ωである。

【0009】しかし、インバートのスイッチング素子は高速でスイッチングするので、 dv/dt が高く、この漏洩電流のピーク電流値は1~2A程度の高い値になる。

【0010】図25(a)は、インバート100の出力線Uの電流を示している。この図では、平均的には正弦波30Hzの電流が流れている。しかし、非常に高いキャリア周波数の電流成分が重畳して流れている。この電流は、主として線間静電容量と、アース間静電容量に流れる電流である。アース間静電容量に流れる電流の大部

分は CL_u 、 CL_v 、 CL_w を流れ漏洩電流 IM となる。

【0011】図25(c)は、出力線UとVN間の電圧を示している。この図では、PWMされた部分は周波数が高くわからないが、VPとVNI高い周波数でスイッチングしているのがわかる。この電圧波形の、各出力線U、V、Wの電圧の和とVN間の電圧波形が図25

(d)に示されている。図25(b)は、出力線U、V、Wの電圧の和VSとアース電圧VE間の電圧を示している。この電圧は整流回路103によるVNの電圧変化に図25(d)に示されている電圧が加わった波形である。この電圧波形は、インバート出力の中性点電圧VSという。従って、漏洩電流 IM は、中性点電圧VSの変化により巻線—フレーム間の静電容量 CL_u 、 CL_v 、 CL_w を流れる電流であることが云える。

【0012】図26、図27は、漏洩電流 IM の詳細波形を示している。これらの図より、中性点電圧VSが急峻に変動したときに、漏洩電流 IM がその変動に伴って流れていることがわかる。この例では、0.5~1.5Aの高いピーク電流をもつ漏洩電流 IM が流れている。

【0013】図28は、インバートによるモータ駆動装置の他の従来例を示している。従来例2のモータ駆動装置は、インバート100の出力部とモータ101との間にコモンモードチョークコイル L_c を有している。コモンモードチョークコイル L_c は、高いインダクタンスのものを使用すれば、モータ101にかかる電圧の中性点電圧の変動をある程度低減できる。

【0014】図29は、コモンモードチョークコイル L_c を有するモータ駆動装置のインバート100の出力の中性点電圧VSと、モータ101の中性点電圧VS1の波形を示している。インバート100の中性点電圧VSはコモンモードチョークコイル L_c を通過と、中性点電圧VS1のように急峻には変化しなくなり、滑らかになっている。従って、モータ101の漏洩電流 IM はある程度は低減される。しかし、これは、モータ101の巻線と図24に示すフレーム間の静電容量 CL_u 、 CL_v 、 CL_w が小さいために、非常に大きなインダクタンスのコモンモードチョークコイル L_c を使用しなければならない。

【0015】図30は、インバートによるモータ駆動装置の他の従来例として、平成6年電気学会産業応用部門全国大会No. 87「PWMインバートが発生する高調波漏れ電流のモデリングと理論解析」に開示されたモータ駆動装置を示している。この論文に示されているモータ駆動装置では、コモンモードチョークコイル L_c の後段に、ノーマルモードチョークコイル L_f とコンデンサ C_f によるスイッチングリップル除去用のLCフィルタが組み込まれている。また、コンデンサ C_f と直列に、コンデンサ C_f を通して流れるコモンモード電流を制限するためのコンデンサ C_n が挿入されている。

【0016】この論文に示されているモータ駆動装置の特徴は、コンモンモードチョークコイルLcとノーマルモードチョークコイルLfと、比較的大きな容量のコンデンサCf、Cnを使用している点である。ノーマルモードチョークコイルLfは、コンデンサCfによる相間の交流的短絡に対しインバータの出力電流が増加しないように働く。そして、ノーマルモードチョークコイルLfとコンデンサCfの線間の共振に対しては、コンデンサCfの静電容量を非常に大きな値にして共振周波数をキャリア周波数に対して下げることで可能にしている。

【0017】上述のような回路構成によれば、コンデンサCfは大きな静電容量のものが必要になり、大電流が流れ、形状が大きく、高価である。また、コンデンサCf、Cnを流れる電流が大きく、コンモンモードチョークコイルLcが飽和しないようにするために、重く、大きな形状のコンモンモードチョークコイルLcが必要となる。また、ノーマルモードチョークコイルLfも、比較的大きなインダクタンスで、キャリア周波数の高い周波数の電流が流れ、モータ101に流れる電流がそれぞれに流れるので太い巻線で重く、大きな形状のコイルとなる。

【0018】図31は、特開9-84357号公報に開示されているインバータによるモータ駆動装置を示している。このモータ駆動装置で使用されているリアクトルLsは3相スター結線した特殊なリアクトルであるが、動作は図30に示されているノーマルモードチョークコイルLfと同等であり、リアクトルLsとコンデンサCfによりLCフィルタを構成している。この従来例のものも、図30に示されているものと同様に、大きいコンモンモードチョークコイルLc、リアクトルLs、コンデンサCf、Cnが必要で、実用的でない。

【0019】図32は、特開6-292369号公報に開示されている電力供給装置(電力変換装置)を示している。この公報に示されている電力供給装置は、無停電源装置150の出力部分にノーマルモードチョークコイルLx、Ly、Lzと、スター接続されたコンデンサCx、Cy、Czを有し、コンデンサCx、Cy、Czの共通接続部分MAを直流電圧の中間点電圧Nと交流電源102の中性点Pに接続している。

【0020】ノーマルモードチョークコイルLx、Ly、Lz及び、コンデンサCx、Cy、Czは装置の出力の高周波成分を減衰させ、基本波を出力するために使用されているもので、ローパスフィルタを構成している。ノーマルモードチョークコイルLx、Ly、Lzは負荷側への出力電流が流れるので、大きなインダクタスとなり、コンデンサCx、Cy、Czも大きくなる。また、共通接続部分MAを通る電流が交流電源102の中性点Pに流れるので、接地電流として大きな漏洩電流が流れる。

【0021】図33、図34は、特開9-29438

1号公報に開示されている入出力非絶縁型の電力変換装置を示している。この公報に示されている電力変換装置は、出力部に、ノーマルモードチョークコイルLx、Ly、Lzと、スター接続されたコンデンサCx、Cy、Czを有している。

【0022】この電力変換装置におけるノーマルモードチョークコイルLx、Ly、Lzは、各線ごとに独立したリアクトルであり、高いインダクタンスを必要とする回路では、大きくて重いものが必要になる。スター接続されたコンデンサCx、Cy、Czは、インバータ出力の線間のキャリア周波数成分を吸収することはできるが、インバータ出力の中性点の電位変動を低減する効果を期待できない。また、各線毎に独立したノーマルモードチョークコイルLx、Ly、LzとコンデンサCx、Cy、Czにより構成されているから、LC回路はそれぞれ個別に共振し、負荷側の中性点電圧は必ずしも低減されず、漏洩電流の低減を期待できない。

【0023】図35は、特開9-205799号公報に開示されているインバータによるモータ駆動装置を示している。このモータ駆動装置は、インバータの出力部に、コンモンモードチョークコイル(共通リアクトル)Lcと、共通コンデンサCcを有し、共通コンデンサCcの共通点を接地している。また、仮想接地点Q'はインバータのケースに浮遊静電容量をもって接続され、インバータのケースに接地されている。

【0024】したがって、共通コンデンサCcを通った漏れ電流は全て接地(アース)側に流れ、モータ101に対する零相電圧を低減できる。しかし、接地側に流れた電流は交流電源102に帰還し、接地線の漏れ電流が増加する。この漏れ電流が増加すると、インバータの入力側に設けられる漏電遮断器が誤差動作のおそれが生じる。

【0025】

【発明が解決しようとする課題】インバータによるモータ駆動装置では、インバータとモータを直接接続すると、モータの巻線とフレーム間の静電容量を通して高いピーク値の漏洩電流が流れ、交流電源側に入れたノイズブレーカや漏電遮断機を誤作動させたり、モータの軸受(ボールベアリング)にこの電流が流れることで、軸受のベアリング面に電蝕を生じさせて騒音の増大等を招き、モータの寿命を短くするなどの問題点があった。

【0026】インバータの出力にコンモンモードチョークコイルのみを接続したものは、その漏洩電流低減効果が少なく、この効果を出すためには、大きなコンモンモードチョークコイルを使用し、インダクタンスを高くするため、多数回の巻線をしなければならず、大型、高価になる欠点があった。

【0027】また、コンモンモードチョークコイルとノーマルモードチョークコイル、または3相スター結線のリ

アクトルを接続し、コンデンサのみで電位安定点に接続したものは、ノーマルモードチョークコイルの形状が大きくなり、高価になり、コンデンサの静電容量が大きいの
で、形状が大きく、高価であると共に、線間の共振が発生する。また、コンデンサを流れる電流が大きいの
で、コモンモードチョークコイルが飽和しないように大型のコアを使用することになり、高価になる等の欠点があつた。

【0028】またスター接続された各相のコンデンサは、インバータ出力の線間のキャリア周波数成分を吸収することはできるが、インバータ出力の中性点の電位変動を低減する効果を期待できず、また、各線毎に独立したノーマルモードチョークコイルとコンデンサにより構成されたLC回路はそれぞれ個別に振動するから、負荷側の中性点電圧を必ずしも低減できず、漏洩電流の低減を期待できない。

【0029】また、共通コンデンサを接地接続したものであるが、共通コンデンサを通った漏れ電流は全て接地側に流れ、モータに対する零相電圧を低減できるが、接地側に流れた電流は交流電源に帰還し、接地線の漏れ電流が増加することになり、この漏れ電流が増加すると、インバータの入力側に掛けられる漏洩電圧が誤差動作の不具合が生じる。

【0030】この発明は、上述のような問題点を解消するためになされたもので、比較的小型のコモンモードチョークコイルとコンデンサを使用し、線間の交流の短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共振もなく、高周波ノイズを低減するフィルタを構成し、総じて小型低価格のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタを得ることを目的とする。

【0031】

【課題を解決するための手段】 上述の目的を達成するために、この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、交流電源を整流することにより直流電圧に変換し、スイッチング素子の導通率を制御して前記直流電圧を交流に変換し、モータ等の電気機器を駆動するインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタにおいて、前記インバータと前記電気機器との間にコモンモードチョークコイルが接続され、前記コモンモードチョークコイルと前記電気機器間の各線にコンデンサと抵抗の直列接続体の一方が接続され、前記直列接続体の他端が共通接続され、共通接続された前記直列接続体の他端が前記交流電源より高い周波数成分に対して接地と同等の電位を持つ仮想接地電位部に接続されているものである。

【0032】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、前記仮想設置電位部が、交流電源の各線にそれぞれ接続された同一の静電容量のコンデンサの他端を共通に接続した共通接続点であるものである。

【0033】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、前記仮想設置電位部が、交流電位の各線のうち、接地した線であるものである。

【0034】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、前記仮想設置電位部が、交流電源を整流後の直流電圧の正電圧側、あるいは負電圧側、あるいは正電圧側と負電圧側のそれぞれに接続された2個のコンデンサの中間接続点であるものである。

【0035】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、コモンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コモンモードチョークコイルとコンデンサ、抵抗によるローパスフィルタを構成し、その減衰特性がインバータのPWMのキャリア周波数において十分減衰する値であり、コンデンサ、抵抗を通る漏洩電流がコモンモードチョークコイルの飽和磁束密度を越えない値であり、インバータのスイッチング素子がオンしたときにその出力に接続するコンデンサ、抵抗に流れる電流が、前記スイッチング素子の許容電流を越えないように前記コンデンサと抵抗の値が設定されているものである。

【0036】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、コモンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コモンモードチョークコイルと前記直列接続体によりインバータのPWMのキャリア周波数を減衰するローパスフィルタを構成する第1の直列接続体と、インバータのPWMのキャリア周波数の高調波を減衰するローパスフィルタを構成する一つ以上の第2の直列接続体を備えるものである。

【0037】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、前記第2の直列接続体が、前記第1の直列接続体の抵抗に並列に接続されているものである。

【0038】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、コモンモードチョークコイルと各線に接続した直列接続体により構成されるフィルタ回路が複数段接続されているものである。

【0039】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、インバータの出力線を少なくとも一つもの円筒状またはドーナツ状の磁性体に通すことによりコモンモードチョークコイルが構成されているものである。

【0040】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、インバータの出力線を通した円筒状の磁性体の外周を覆うシールド導体の電気機器側にコンデンサと抵抗の直列接続体の共通接続点が接続され、前記シールド導体のインバータ側が前記仮想設置電位部に接続されているものである。

【0041】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、前記直列接続体のコンデンサ

が前記コンモードチョークコイルと電気機器とを接続するシールドケーブルの線間静電容量により与えられるものである。

【0042】

【発明の実施の形態】以下に図を参照して、この発明にかかるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの実施の形態について詳細に説明する。なお、この発明の実施の形態について、上述の従来例と同一の構成部分は、上述の従来例に付した符号と同一の符号を付してその説明を省略する。

【0043】実施の形態1。図1は、この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態1のものを含むインバータ式駆動装置を示している。このインバータ式駆動装置では、インバータ100の出力線U、V、WにコンモードチョークコイルLcが接続され、さらに、出力線U、V、Wはモータ101に接続される。

【0044】コンモードチョークコイルLcとモータ101との間には、各出力線U、V、W毎に、それぞれコンデンサCbu、Cbv、Cbwと、抵抗Rbu、Rbv、Rbwによる直列接続体の一方が接続され、これらは他端をB点で共通接続されている。また、交流電源102の各線R、S、Tには同一静電容量のコンデンサCLr、CLs、CLtが接続され、これらは他端をL点で共通接続されている。共通接続点Lは交流電源102より高い周波数成分に対して接地と同等の電位をもつ仮想接地電位部をなし、共通接続点Bは共通接続点Lに導通接続されている。

【0045】上述のような回路において、コンモードチョークコイルLcとコンデンサCbu、Cbv、Cbwはローパスフィルタを構成する。このローパスフィルタのカットオフ周波数はインバータのキャリア周波数より十分低く設定され、キャリア周波数において所望の減衰量が得られるようにする。

【0046】コンデンサCbu、Cbv、Cbwは、モータ101の浮遊容量に比べて十分大きく設定され、コンモードチョークコイルLcが飽和しない静電容量に設定される。従って、0.005〜0.05 μ F程度が適当である。抵抗Rbu、Rbv、Rbwは、上述のローパスフィルタの特性の主たる特性には関係が少なく、特に、出力U1、V1、W1の線間電圧変動における共振による電圧振動や、中性点電圧の電圧振動を抑制する。

【0047】コンデンサCLr、CLs、CLtは、同一容量のコンデンサで、コンデンサCbu、Cbv、Cbwに比べて十分大きな値に設定される。従って、共通接続点Lの電位は、仮想接地電圧VLになり、仮想接地電圧VLは交流電源102より高い周波数成分に対してはアース電圧VEとほぼ同電圧となる。ここに共通接続点Bを接続することにより、共通接続点Bは接地電位となり、電流IBによる電圧変動は無視できる。

【0048】共通接続点Bは共通接続点Lに接続する

と、共通接続点Bより流れる電流IBはコンデンサCLr、CLs、CLtを通り、交流電源102やインバータ100側に帰還する。共通接続点Lは仮想接地電圧VLは接地と同等の電位であるが、共通接続点Lは接地接続はされていないから、共通接続点Lに電流IBが流れ込んでも、接地電流にはならず、電源（商用周波数）に電流を帰還することができる。したがって、接地電流が増加することがなく、インバータの入力側に接地される漏洩遮断器を誤動作させることがない。

10 【0049】キャリア周波数が15kHzの高周波のインバータでは、コンモードチョークコイルLcのインダクタンスは50〜100mH程度が必要である。このインダクタンスは、アモルファスコアなどの高い透磁率のコアを使用すれば、電線の巻回数として数ターンから20ターン程度で容易に得られ、コンモードチョークコイルLcも、漏洩電流IBに対してのみ飽和しないようにすればよいから、小型のコアで済む。

【0050】抵抗Rbu、Rbv、Rbwは、インバータ100のスイッチング素子TR1〜TR6の漏洩電流に対する許容電流が、たとえば1Aの時、電圧の変化が200Vであれば、200 Ω 以上の値に設定する。

20 【0051】整理すれば、コンデンサCbu、Cbv、Cbw、抵抗Rbu、Rbv、Rbwを通る漏洩電流IBがコンモードチョークコイルLcの飽和磁束密度を越えない値であり、インバータ100のスイッチング素子TR1〜TR6がオンしたときに、その出力に接続されたコンデンサCbu、Cbv、Cbw、抵抗Rbu、Rbv、Rbwに流れる電流が、スイッチング素子TR1〜TR6の許容電流を越えないように、コンデンサCbu、Cbv、Cbwと抵抗Rbu、Rbv、Rbwの値が設定される。このように設定することにより、線間及び、漏洩電流は所望の電流値以下に制限され、スイッチング素子TR1〜TR6のスイッチング特性に負担をかけない。

30 【0052】また、抵抗Rbu、Rbv、Rbwは、コンモードチョークコイルLcの有するノーマルモード成分のインダクタンスと、コンデンサCbu、Cbv、Cbwが共振するのを防止し、共振による高周波の線間電流が流れないようにし、また、コンモードチョークコイルLcのコンモード成分のインダクタンスとコンデンサCbu、Cbv、Cbwが共振するのを防止し、共振による高周波の漏洩電流が流れないようにする。以上のように、抵抗Rbu、Rbv、Rbwが挿入されたことにより、特性のよい漏洩電流フィルタを実現できる。

40 【0053】図2は、図1の抵抗Rbu、Rbv、Rbw（以降、抵抗Rbu、Rbv、Rbwを総称して抵抗Rbと云うことがある）の抵抗値を変化させた時のフィルタとしての周波数特性を示している。コンモードチョークコイルLcのインダクタンスが100mH、コン

11

デンサCbu、Cbv、Cbwの静電容量が $0.1\mu\text{F}$ において、抵抗Rb=0の場合には、キャリア周波数の15KHzでは減衰率が38dbと高いが、1~2KHzの間に高いピークがあり、抵抗Rb=0及び抵抗Rbが小さい場合には、フィルタとしての特性がよくないことがわかる。抵抗Rb=3KΩの場合には、ピークは低く、減衰率も20db近く減衰しているので、ローパスフィルタとして十分機能する。すなわち、抵抗Rbu、Rbv、Rbwを入れることにより、共振がなく、ローパスフィルタとしての特性のよいものが得られる効果がある。

【0054】図3は、コモンモードチョークコイルLcのみを使用し、コンデンサCbu、Cbv、Cbw及び、抵抗Rbu、Rbv、Rbwがなく、モータ101のみを接続した時の周波数特性を示している。モータ101の等価回路としては図24を使用している。

【0055】コモンモードチョークコイルLcのインダクタンスを変えると、Lc=0の時は当然フィルタ効果はないが、Lc=25mH~Lc=200mHにおいて、すべて高いピークがある。このピークの周波数では、インバータ100の出力電圧の変化が増幅され、高電圧を発生してしまう。コモンモードチョークコイルLcのインダクタンスの全範囲において、ピークが発生するので、コモンモードチョークコイルLc単体による図28に示す従来例では実用にならないと云える。逆に、例えば、コンデンサCb、抵抗Rbの直列接続体が必要不可欠と云える。

【0056】図4は、図1に示されているような漏洩電流フィルタの使用におけるインバータ出力線U、V、Wに対するU1、V1、W1の線間の減衰率を示している。コンデンサCbu、Cbv、Cbwは、 $0.1\mu\text{F}$ 、コモンモードチョークコイルLcのノーマルモードインダクタンスLcnを $10\mu\text{H}$ とした時、抵抗Rbu、Rbv、Rbwによる特性の変化を見るためのものである。

【0057】ノーマルモードインダクタンスLcnとは、コモンモードチョークコイルと云っても、理想的なものは作製できなく、若干のノーマルモードのインダクタンスを有している。このインダクタンスはコモンモードのインダクタンスと比べて、遥かに小さな値であるが、必ず存在する。このときのインダクタンスをコモンモードチョークコイルLcのノーマルモードインダクタンスLcnとした。

【0058】抵抗Rbのない場合(Rb=0の時)は、ピークが発生しているのに対し、抵抗Rbを入れることにより全くピークはなく、また10MHz以上の高い周波数まで、その特性が変わらないということ、線間U1、V1、W1の波形に対しては影響を与えないということを示しており、また、インバータ100のスイッチング素子TR1~TR6に対しても影響を与えないことを示す。

12

【0059】すなわち、抵抗Rbを設けず、ピークが生じ不具合となり、抵抗Rbを設けても線間波形には影響を与えず、また、スイッチング素子TR1~TR6の電流が増加することはないので、抵抗Rbu、Rbv、Rbwはこの発明のフィルタを構成するために必要である。

【0060】図5は交流電流が単相の場合の実施の形態を示している。単相交交流電源102の仮想接地電位VLとして、コンデンサCLp、CLqを線P、Qに接続し、その他端の共通接続点Lと共通接続点Bとを接続する。以上のように構成することで、図1に示したインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタと同等の効果を奏する。

【0061】実施の形態2。図6は、この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態2のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、コモンモードチョークコイルLcとモータ101との間に接続されたコンデンサCbu、Cbv、Cbwと、抵抗Rbu、Rbv、Rbwによる第1の直列接続体に加えて、コモンモードチョークコイルLcとモータ101との間に、各出力線U、V、W毎に、コンデンサCcu、Ccv、Ccwと、抵抗Rcu、Rcv、Rcwによる第2の直列接続体が接続され、これらは全てB点で共通接続されている。また、交流電源102の各線R、S、TにはコンデンサCLR、CLS、CLTが接続され、これらはL点で共通接続されている。共通接続点Lは実施の形態1と同様に、交流電源102より高い周波数成分に対して接地と同等の電位をもつ仮想接地電位部をなし、共通接続点Bは共通接続点Lに導通接続されている。

【0062】コモンモードチョークコイルLcとコンデンサCbu、Cbv、Cbwは、実施の形態1と同様に、PWMのキャリア周波数を減衰するローパスフィルタを構成する。また、コモンモードチョークコイルLcとコンデンサCcu、Ccv、CcwはPWMキャリア周波数の高調波を減衰するローパスフィルタを構成する。コンデンサCcu、Ccv、Ccwは、コンデンサCbu、Cbv、Cbwに対して小さな値に設定され、たとえば100KHz以上の高い周波数を通すコンデンサとして働く。

【0063】抵抗Rcu、Rcv、Rcwは線間電圧が変化した時、コモンモードチョークコイルLcのノーマルモードインダクタンスLcnとコンデンサCcu、Ccv、Ccwによる共振のピークを防止する。従って、抵抗Rcu、Rcv、Rcwはキャリア周波数での減衰特性には影響を与えずに高い周波数でのフィルタ特性を改善するために設定する。

【0064】実施の形態3。図7は、この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態3のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、コ

モンモードチョークコイルLcとモータ101との間にコンデンサCbu、Cbv、Cbwと、抵抗Rbu、Rbv、Rbwによる第1の直列接続体が接続されていることに加えて、コンデンサCcu、Ccv、Ccwと、抵抗Rcu、Rcv、Rcwによる第2の直列接続体が、コンデンサCbu、Cbv、Cbwに対しては直列に、抵抗Rbu、Rbv、Rbwに対しては並列に接続されている。これらは全てB点で共通接続されている。また、交流電源102の各線R、S、TにはコンデンサCLr、CLs、CLtが接続され、これらはL点で共通接続されている。共通接続点Lは実施の形態1と同様に、交流電源102より高い周波数成分に対して接地と同等の電位をもつ仮想接地電位部をなし、共通接続点Bは共通接続点Lに導通接続されている。

【0065】コンデンサCcu、Ccv、Ccwと、抵抗Rcu、Rcv、Rcwによる第2の直列接続体は、抵抗Rbu、Rbv、Rbwに並列に接続され、コンデンサCbとコンデンサCcは10:1程度の容量差を付けて設定することにより、実施の形態3でも、周波数特性としては、実施の形態2のものと殆ど同等の特性が得られる。

【0066】実施の形態2の場合、コンデンサCcにはインバータの出力電圧が直接作用するので、高電圧のコンデンサが必要であるが、実施の形態3では、コンデンサCcには抵抗Rbの電圧のみが加わるので、低電圧のコンデンサで済むという利点がある。また、キャリア周波数の高調波成分を抵抗Rcで電力消費するので、抵抗Rbの消費成分を少なくすることができる効果がある。

【0067】図8は、実施の形態2、3のインバータ駆動装置の漏洩電流低減フィルタの減衰特性を示したものである。モンモードチョークコイルLc=100mH、コンデンサCb=0.03μF、抵抗Rb=3KΩ、コンデンサCc=0.0033μFの時、抵抗Rc=0~100Ω変化させたものである。周波数15KHzにおいては、抵抗Rcの値は無関係であることがわかる。また、100KHz以上では、抵抗Rcの値に拘わらず、50dB以上の高い減衰特性を示しており、PWMインバータ駆動機器の漏洩電流低減フィルタとして十分なフィルタ特性を示している。また、抵抗Rcは、主として1MHz以上の高い周波数に影響があるが、減衰特性は十分である。

【0068】図9は、実施の形態2、3に於けるモンモードチョークコイルLcのノーマルモードインダクタンスLcnとコンデンサCcの周波数特性に対する抵抗Rcの影響を示したもので、インバータ出力線U、V、Wの線間電圧の変化におけるモンモードチョークコイルLcのモータ101側の電圧U1、V1、W1の変化の比を表している。ノーマルモードインダクタンスLcn=10μH、コンデンサCb=0.03μF、コンデンサCc=0.0033μF、抵抗Rb=3KΩの

時、抵抗Rc=0~50Ω変化している。

【0069】抵抗Rc=0Ωの時、1MHz付近でピークが生じている。これはフィルク特性としてはよくなく、抵抗Rcが必要であることを示す。さらに、高い周波数において、図4に示したコンデンサCcと抵抗Rcがない場合の減衰特性に比べて1MHz程度の低い周波数から高い減衰率を得ている。このことは、線間のサージ電圧を抑制し、さらに高周波ノイズ電圧も抑制する効果があることを示す。

【0070】図10は、実施の形態3において、モンモードチョークコイルLc=50mH、コンデンサCb=0.0047μF、コンデンサCc=0.0022μF、抵抗Rb=2.2KΩ、抵抗Rc=47Ωを使用し、モータ101の漏洩電流を測定したものである。インバータの出力U、V、Wの中性点電圧はVPとVN間の高い電圧をスイッチング素子TR1~TR6の速いスイッチング速度で変化するが、モータ101の中性点電圧VSL1はほぼ滑らかな波形となっている。

【0071】従って、モータ101の漏洩電流IMの波高値10mA以下になり、従来の図26のピーク1.5Aと比べて1/100以下に低減され、さらに、モンモードチョークコイルLcの共振による振動もなく、モータの漏れ電流を低減できることがわかる。

【0072】実施の形態4。図11はこの発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態4のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、図7に示されているフィルタ回路と同等のフィルタ回路105、106が2段接続されている。

【0073】1段目のフィルタ回路105は、モンモードチョークコイルLc1と、モンモードチョークコイルLc1とモータ101との間に各出力線U、V、W毎に接続されたコンデンサCbu1、Cbv1、Cbw1と、抵抗Rbu1、Rbv1、Rbw1による第1の直列接続体と、コンデンサCbu1、Cbv1、Cbw1に対しては直列に、抵抗Rbu1、Rbv1、Rbw1に対しては並列に接続されたコンデンサCcu1、Ccv1、Ccw1と、抵抗Rcu1、Rcv1、Rcw1による第2の直列接続体とを有し、これらは全てB1点で共通接続されている。

【0074】2段目のフィルタ回路106は、モンモードチョークコイルLc2と、モンモードチョークコイルLc2とモータ101との間に各出力線U2、V2、W2毎に接続されたコンデンサCbu2、Cbv2、Cbw2と、抵抗Rbu2、Rbv2、Rbw2による第1の直列接続体と、コンデンサCbu2、Cbv2、Cbw2に対しては直列に、抵抗Rbu2、Rbv2、Rbw2に対しては並列に接続されたコンデンサCcu2、Ccv2、Ccw2と、抵抗Rcu2、Rcv2、Rcw2による第2の直列接続体とを有し、これらは全てB2点で共通接続されている。

【0075】また、交流電源102の各線R、S、TにはコンデンサCLr、CLs、CLtが接続され、これらはL点で共通接続されている。共通接続点Lは実施の形態1と同様に、交流電源102より高い周波数成分に対して接地と同等の電位をもつ仮想接地電位部をなし、共通接続点B1とB2が共に共通接続点Lに導通接続されている。

【0076】この実施の形態では、フィルタ回路105、106が2段接続されているから、1段のものに比べてさらに高い減衰特性が得られる。逆に、コモンモードチョークコイルLc1、Lc2、及びコンデンサCb、Ccを小さな値にしても同等の減衰特性が得られ、それぞれの素子を小さくすることができ、小型、低価格が可能となる。また、コンデンサCb、Ccが小さくできると、抵抗Rb、Rcの消費電力も小さくなり、さらに小型になる。

【0077】図12は、この図11の回路の実際の特性である。コモンモードチョークコイルLc1=20mH、コモンモードチョークコイルLc2=70mH、コンデンサCb1、Cb2=0.01μF、コンデンサCc1、Cc2=0.0022μF、抵抗Rb1、Rb2=2.2KΩ、抵抗Rc1、Rc2=47Ωの時、インバータの中性点電圧変動VSLに対してモータ101の中性点電圧VSLは滑らかな波形になり、モータ101の漏洩電流IMは2mA程度にまで低減し、漏洩電流IMの低減効果が非常に大きい。

【0078】図13は、フィルタ回路105、106、107が3段接続されており、更にフィルタ減衰特性を改善できる。同様に、さらに多段にすれば、特性改善になることは言うまでもない。

【0079】また、図14に示されているように、交流電源102の線R、S、Tのうちの二線が接地されている場合には、たとえばS相がアースに接地されている場合には、フィルタ回路の接続点Bは、S相に接続すればよく、この接続で、上述の実施の形態のものと同等の作用、効果が得られる。このような接続の場合は、図15に示されているように、交流電源102における線間にコンデンサCRS、CSTを設け、高周波領域において、各線R、S、Tの電位が同電位になるようにすることができ、

【0080】実施の形態5、図16は、この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態5のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、コモンモードチョークコイルLcと、コンデンサCb、Cbv、Cbwと、抵抗Rbu、Rbv、Rbw、コンデンサCcu、Ccv、Ccwと、抵抗Rcu、Rcv、Rcwによるフィルタ回路の共通接続点Bがインバータ100の直流電圧の負電圧側VNに接続されている。

【0081】交流電源を整流した後の直流電位の部分で

は、整流器が商用周波数の交流電圧を整流しており、交流電源の線R、S、Tとのキャリア周波数以上の交流電位の電位はほぼ同等であり、インバータ100の直流電圧の負電圧側VNが交流電源102より高い周波数成分に対して接地と同等の電位をもつ仮想接地電位部をなす。したがって、この実施の形態でも前述の実施の形態のものと同等の作用、効果が得られる。

【0082】実施の形態6、図17はこの発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態6のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、コモンモードチョークコイルLcと、コンデンサCbu、Cbv、Cbwと、抵抗Rbu、Rbv、Rbw、コンデンサCcu、Ccv、Ccwと、抵抗Rcu、Rcv、Rcwによるフィルタ回路の共通接続点Bがインバータ100の直流電圧の正電圧側VPに接続されている。

【0083】交流電源を整流した後の直流電位の部分では、整流器が商用周波数の交流電圧を整流しており、交流電源の線R、S、Tとのキャリア周波数以上の交流電位の電位はほぼ同等であり、インバータ100の直流電圧の正電圧側VPが交流電源102より高い周波数成分に対して接地と同等の電位をもつ仮想接地電位部をなす。したがって、この実施の形態でも前述の実施の形態のものと同等の作用、効果が得られる。

【0084】実施の形態7、図18はこの発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態7のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、インバータ100の直流電圧の正電圧側VPと負電圧側VNとが2個のコンデンサ108、109により接続され、コンデンサ108、109の中間接続点Aとフィルタ回路の共通接続点Bとが接続されている。

【0085】この場合も、中間接続点Aでは、交流電源の線R、S、Tとのキャリア周波数以上の交流電位の電位はほぼ同等であり、中間接続点Aが交流電源102より高い周波数成分に対して接地と同等の電位をもつ仮想接地電位部をなす。したがって、この実施の形態でも前述の実施の形態のものと同等の作用、効果が得られる。

【0086】実施の形態8、図19はこの発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態8のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、コモンモードチョークコイルLcは、複数の円筒状またはドーナツ状の、または単体で長い円筒状の磁性体コア110、111~112、113にインバータの出力線U、V、Wを通すことにより構成されている。磁性体コア110~113は、フェライトコア、アモルファスコア、パーマロイなどの高透磁率のコアがよい。また、磁性体コアの個数の多いほど、大きなインダクタンスが得られる。また、共通接続点Bと共通接続点Lとの接続電線144は磁性体コア110~113の外側に添わせて配線する。

【0087】以上のような構成により、実施の形態1と同等のPWMインバータ駆動装置の漏洩電流低減フィルタが得られる。また、磁性体コア110~113に通した線は磁性体コア間の間隔を開けると、可換性があるので、インバータ100とモータ101の配線の一部としても使用できる効果がある。

【0088】また、図20に示されているように、磁性体コア110~113に添わせて配線する接続電線144の代わり、磁性体コア110~113の外側にシールド導体115を設け、このシールド導体115のモータ101側を共通接続点Bに接続し、インバータ100側を共通接続点Lに接続することによって、同等の効果を奏する。シールド導体115は、銅線組線等を使用すれば、可換性もあり、ノイズ等の空中への放射も少なくできる効果がある。また、モータ101への配線が長い場合、図19のものにおいては、接続電線144のインダクタンスがフィルタ特性を悪くしてしまうが、シールド導体115にすることによって、配線を長くしても良好なフィルタ特性が得られる。

【0089】実施の形態9、図21はこの発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態9のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、モータ101とコンモードチョークコイルLcとの接続が3線シールドケーブル116により行われ、シールドケーブル116のインバータ100側のシールドに抵抗Rbが接続され、この抵抗Rbが交流電源102の共通接続点Lに接続されている。シールドケーブル116の等価回路は図22に示されている。

【0090】フィルタ回路を構成するコンデンサCbu、Cbv、Cbwは3線シールドケーブル116における線間の静電容量によって得られ、各線の抵抗Rbu、Rbv、Rbwの線間電圧変動による電流増加は少ないので、一つの抵抗Rbを付けるだけで、実施の形態1と同等の特性を安価、容易に実現できる。シールドケーブル116の長さは、ケーブルにもよるが、一般的に数メートルあれば十分であり、インバータ100とモータ101を接続する配線として使用できる効果がある。

【0091】なお、これらの実施例では、インバータを例にとって説明したが、交流を入力とし、各種の電力制御をPWM制御により行う電気機器も同様に適用できる。また、負荷としてモータを例に取ったが、他の電気機器であっても同様であることは言うまでもない。同様な例としては、同期モータやサーボモータドライブ装置などがある。また、インバータの出力は三相のものに例にしたが、単相または多相であっても同等の効果を奏する。また、各実施の形態の組み合わせは任意に変更できることは言うまでもない。

【0092】

【発明の効果】以上の説明から理解される如く、この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ

によれば、インバータと電気機器との間にコンモードチョークコイルが接続され、コンモードチョークコイルと電気機器間の各線にコンデンサと抵抗の直列接続体の一方が接続され、その直列接続体の他端が共通接続され、共通接続された直列接続体の他端が交流電源より高い周波数成分に対して接地と同等の電位を持つ仮想接地電位部に接続されているから、比較的小型のコンモードチョークコイルとコンデンサを使用でき、接地線の漏れ電流の増加、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共振もなく、高周波ノイズを低減できる。

【0093】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、仮想設置電位部が、交流電源の各線にそれぞれ接続された同一の静電容量のコンデンサの他端を共通に接続した共通接続点とされているから、比較的小型のコンモードチョークコイルとコンデンサを使用でき、接地線の漏れ電流の増加、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共振もなく、高周波ノイズを低減できる。

【0094】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、仮想設置電位部が、交流電位の各線のうち、接地した線とされているから、比較的小型のコンモードチョークコイルとコンデンサを使用でき、接地線の漏れ電流の増加、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共振もなく、高周波ノイズを低減できる。

【0095】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、仮想設置電位部が、交流電源を整流後の直流電圧の正電圧側、あるいは負電圧側、あるいは正電圧側と負電圧側のそれぞれに接続された2個のコンデンサの中間接続点とされているから、比較的小型のコンモードチョークコイルとコンデンサを使用でき、接地線の漏れ電流の増加、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共振もなく、高周波ノイズを低減できる。

【0096】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、コンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コンモードチョークコイルとコンデンサ、抵抗によるローパスフィルタを構成し、その減衰特性がインバータのPWMのキャリア周波数において十分減衰する値であり、コンデンサ、抵抗を通る漏洩電流がコンモードチョークコイルの飽和磁束密度を越えない値であり、インバータのスイッチング素子がオンしたときにその出力に接続するコンデンサ、抵抗に流れる電流が、前記スイッチング素子の許容電流を越えないように前記コンデンサと抵抗の値が設定されているから、接地線の漏れ電流の増加、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共

振もなく、高周波ノイズを低減できる。

【0097】 つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、コンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コンモードチョークコイルと前記直列接続体によりインバータのPWMのキャリア周波数を減衰するローパスフィルタを構成する第1の直列接続体と、インバータのPWMのキャリア周波数の高調波を減衰するローパスフィルタを構成する一つ以上の第2の直列接続体を備えるものでから、インバータのPWMのキャリア周波数の高調波を減衰する効果も得られる。

【0098】 つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、第2の直列接続体が、第1の直列接続体の抵抗に並列に接続されているから、第2の直列接続体のコンデンサは低電圧のコンデンサで済むという利点を得られ、また、キャリア周波数の高調波成分を第2の直列接続体の抵抗で電力消費するので、第1の直列接続体抵抗の消費成分を少なくすることができ効果がある。

【0099】 つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、コンモードチョークコイルと各線に接続した直列接続体により構成されるフィルタ回路が複数段接続されているから、その段数に応じてフィルタ減衰特性を更に改善できる。

【0100】 つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、インバータの出力線を少なくとも一つの円筒状またはドーナツ状の磁性体に通すことによりコンモードチョークコイルが構成されているから、設計の自由度が高いコンモードチョークコイルが容易に得られる。

【0101】 つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、インバータの出力線を通した円筒状の磁性体の外側を覆うシールド導体の電気機器側にコンデンサと抵抗の直列接続体の共通接続点が接続され、シールド導体のインバータ側が仮想設置電位部に接続されているから、配線が長い場合においても、良好なフィルタ特性が得られる。

【0102】 つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、直列接続体のコンデンサがコンモードチョークコイルと電気機器とを接続するシールドケーブルの線間静電容量により与えられるから、漏洩電流低減フィルタを安価、容易に実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態1のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図2】 この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの特性を示すグラフである。

【図3】 コンモードチョークコイルのみを使用した場合のフィルタの特性を示すグラフである。

【図4】 この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの特性を示すグラフである。

【図5】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態1のものを含むインバータ式駆動装置の他の例を示す回路図である。

【図6】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態2のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図7】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態3のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図8】 この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの特性を示すグラフである。

【図9】 この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの特性を示すグラフである。

【図10】 この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの特性を示すグラフである。

【図11】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態4のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図12】 この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの特性を示すグラフである。

【図13】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態4のものを含むインバータ式駆動装置の他の例を示す回路図である。

【図14】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態4のものを含むインバータ式駆動装置の他の例を示す回路図である。

【図15】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態4のものを含むインバータ式駆動装置の他の例を示す回路図である。

【図16】 この発明による駆動機器の漏洩電流低減フィルタの実施の形態5のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図17】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態6のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図18】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態7のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図19】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態8のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図20】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態8のものを含むインバータ式駆動装置の他の例を示す回路図である。

【図21】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態9のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図22】 この発明によるインバータ式駆動装置の漏

洩電流低減フィルタの実施の形態9のシールドケーブルを示す等価回路である。

【図23】 インバータによるモータ駆動装置の従来例を示す回路図である。

【図24】 モータの等価回路を示す回路図である。

【図25】 従来におけるインバータ装置の動作を示す波形図である。

【図26】 従来におけるインバータ装置の動作を示す波形図である。

【図27】 従来におけるインバータ装置の動作を示す波形図である。

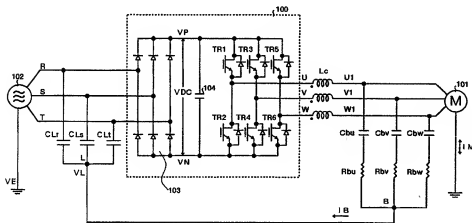
【図28】 インバータによるモータ駆動装置の従来例を示す回路図である。

【図29】 従来におけるインバータ装置の動作を示す波形図である。

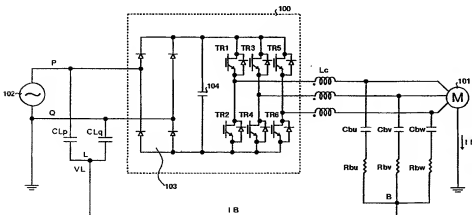
【図30】 インバータによるモータ駆動装置の他の従来例を示す回路図である。

【図31】 インバータによるモータ駆動装置の他の従来例を示す回路図である。

【図1】



【図5】



【図32】 電力供給装置の従来例を示す回路図である。

【図33】 入出力非絶縁型の電力変換装置の従来例を示す回路図である。

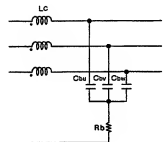
【図34】 入出力非絶縁型の電力変換装置の従来例を示す回路図である。

【図35】 インバータによるモータ駆動装置の他の従来例を示す回路図である。

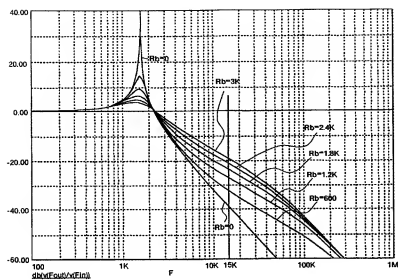
【符号の説明】

100 インバータ、101 モータ、102 交流電源、103 整流回路、104 コンデンサ、105～107 フィルタ回路、110～113 磁性体コア、114 接続電線、115 シールド導体、116 シールドケーブル、TR1～TR6 スイッチング素子、Lc コモンモードチョークコイル、Cbu、Cbv、Cbw コンデンサ、Rbu、Rbv、Rbw 抵抗、Ccu、Ccv、Ccw コンデンサ、Rcu、Rcv、Rcw 抵抗。

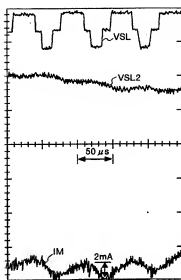
【図22】



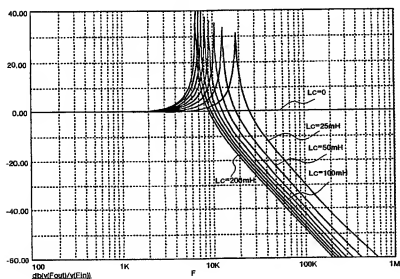
【図2】



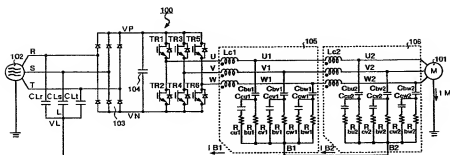
【図12】



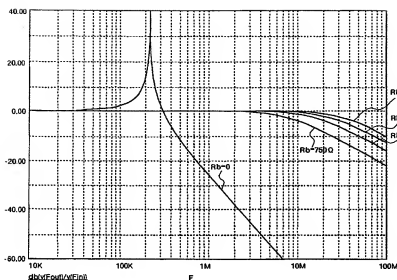
【図3】



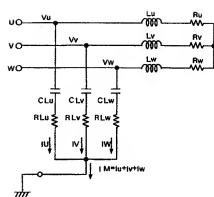
【図11】



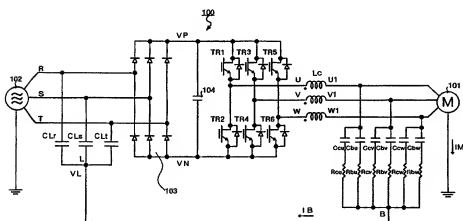
【図4】



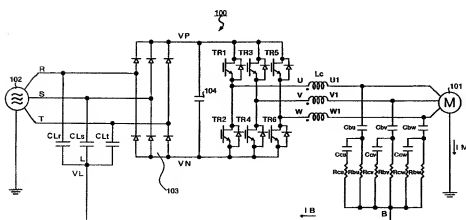
【図24】



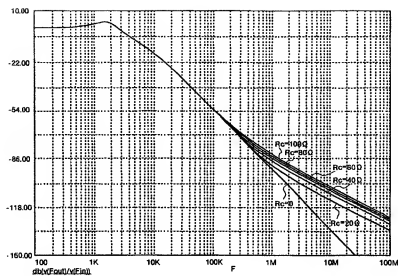
【図6】



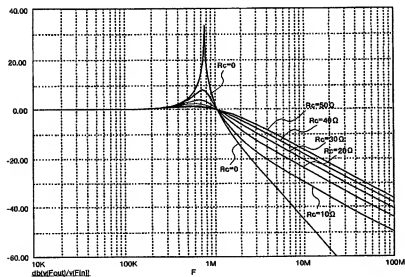
【図7】



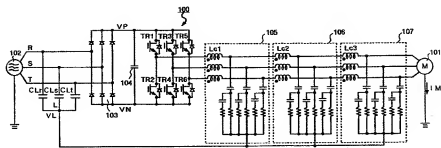
【図8】



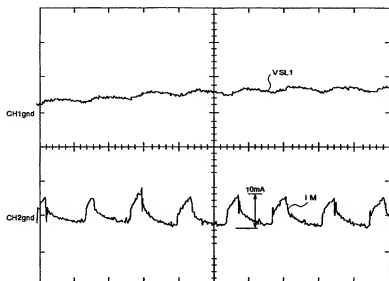
【図9】



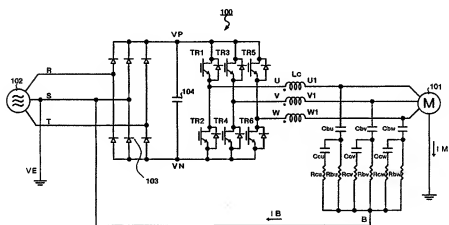
【図13】



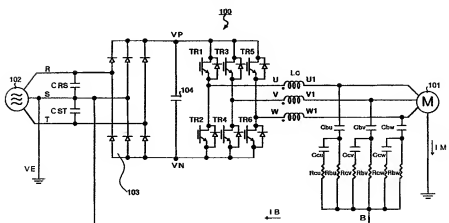
【図 10】



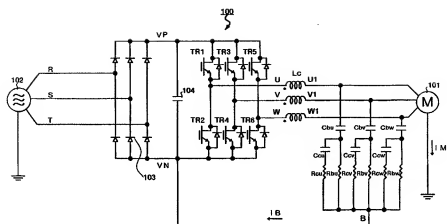
【圖 1 4】



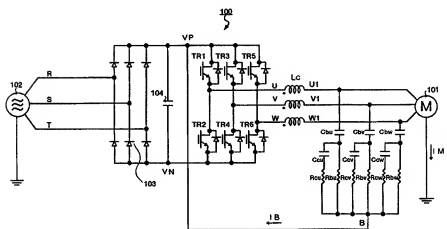
【図 15】



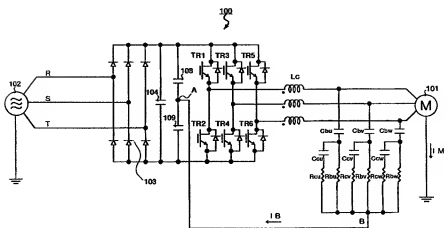
【図16】



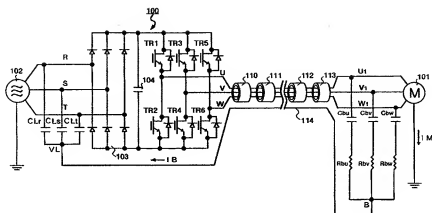
【図17】



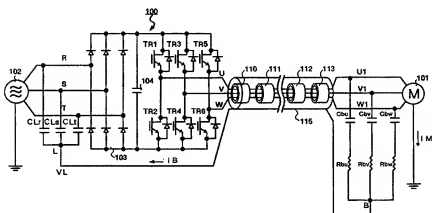
【図18】



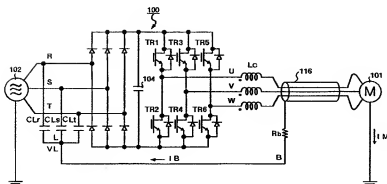
【図 19】



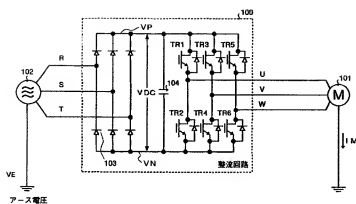
【図 20】



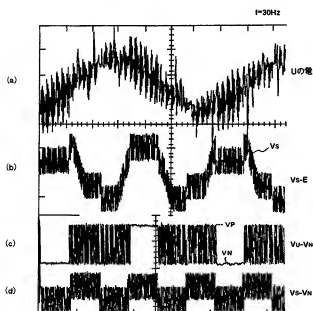
【図 21】



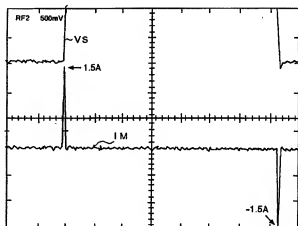
【図 23】



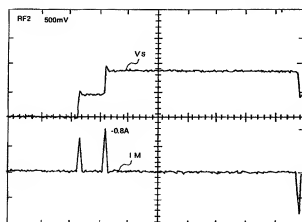
【図 25】



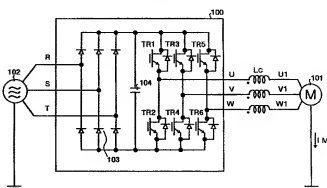
【図 26】



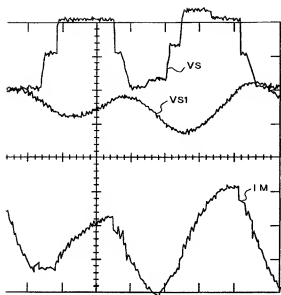
【図 27】



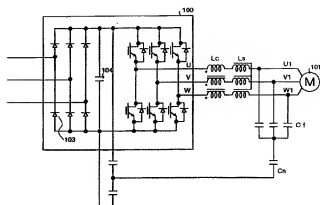
【図 28】



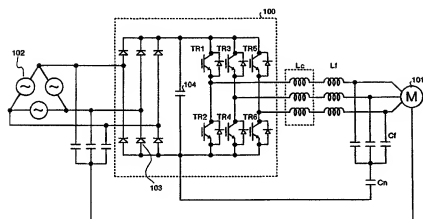
【図 29】



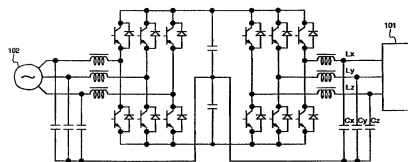
【図 31】



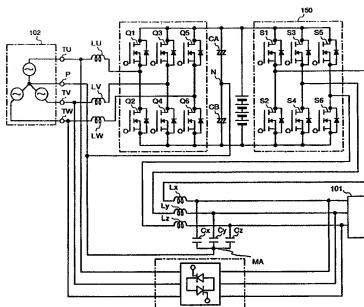
【図 30】



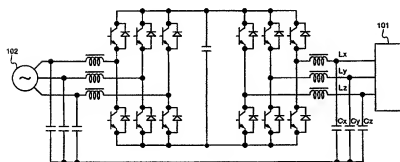
【図 33】



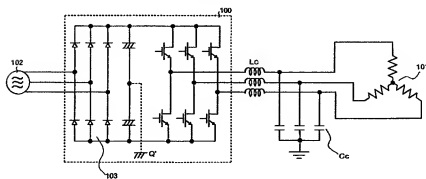
【図 3 2】



【図 3 4】



【図 3 5】



【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載

【部門区分】第7部門第4区分

【発行日】平成14年1月18日(2002.1.18)

【公開番号】特開2001-69762(P2001-69762A)

【公開日】平成13年3月16日(2001.3.16)

【年通号数】公開特許公報13-698

【出願番号】特願平11-246571

【国際特許分類第7版】

H02M 7/48

7/5387

H02P 7/63 302

【F I】

H02M 7/48 M

F

Z

7/5387 Z

H02P 7/63 302 C

【手続補正書】

【提出日】平成13年7月25日(2001.7.25)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項1

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項1】 交流電源を整流することにより直流電圧に変換し、スイッチング素子の導通率を制御して前記直流電圧を交流に変換し、モータ等の電気機器を駆動するインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタにおいて、

前記インバータと前記電気機器との間に共通モードチョークコイルが接続され、前記共通モードチョークコイルと前記電気機器間の各線にコンデンサと抵抗の直列接続体の一方が接続され、前記直列接続体の他端が共通接続され、共通接続された前記直列接続体の他端が前記交流電源より高い周波数成分に対して接地と同等の電位を持つ仮想接地電位部に接続されていることを特徴とするインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0008

【補正方法】変更

【補正内容】

【0008】しかし、たとえば、スイッチング素子TR1がオフ、TR2がオフし、出力線Vの電圧V_uだけがV_NからV_Pに急峻に上昇すると、静電容量C_{Lu}と抵抗

R_{Lu}に漏洩電流I_uが流れる。この電流は出力線Vの電圧V_vが下降する時も、また出力線Wの電圧変動においても同様に漏洩電流I_v、I_wが流れる。従って、漏洩電流I_MはI_u、I_v、I_wの和として流れる。静電容量C_{Lu}、C_{Lv}、C_{Lw}の代表的な値は1000PF~5000PFの比較的小さな値であり、抵抗R_{Lu}、R_{Lv}、R_{Lw}の代表的な値も10~500Ωである。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0018

【補正方法】変更

【補正内容】

【0018】図31は、特開平9-84357号公報に開示されているインバータによるモータ駆動装置を示している。このモータ駆動装置で使用されているリアクトルL_sは3相スター結線した特殊なリアクトルであるが、動作は図30に示されているノーマルモードチョークコイルL_fと同等であり、リアクトルL_sとコンデンサC_fによりLCフィルタを構成している。この従来例のものも、図30に示されているものと同様に、大きい共通モードチョークコイルL_c、リアクトルL_s、コンデンサC_f、C_nが必要で、実用的でない。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0008

【補正方法】変更

【補正内容】

【0086】実施の形態8.

図19はこの発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態8のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、コンモンモードチョークコイルLcは、複数個の円筒状またはドーナツ状の、または単体で長い円筒状の磁性体コア110、111～112、113にインバータの出力線U、V、Wを通すことにより構成されている。磁性体コア110～113は、フェライトコア、アモルファスコア、パーマロイなどの高透磁率のコアがよい。また、磁性体コアの個数の多いほど、大きなインダクタンスが得られる。また、共通接続点Bと共通接続点Lとの接続電線114は磁性体コア110～113の外側に添わせて配線する。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0088

【補正方法】変更

【補正内容】

【0088】また、図20に示されているように、磁性体コア110～113に添わせて配線する接続電線114の代わり、磁性体コア110～113の外側にシールド導体115を設け、このシールド導体115のモータ101側を共通接続点Bに接続し、インバータ100側を共通接続点Lに接続することによって、同等の効果を奏する。シールド導体115は、銅線組線等を使用すれば、可撓性もあり、ノイズ等の空中への放射も少なくできる効果がある。また、モータ101への配線が長い場合、図19のものにおいては、接続電線114のインダクタンスがフィルタ特性を悪くしてしまうが、シールド導体115にすることによって、配線を長くしても良好なフィルタ特性が得られる。

【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0096

【補正方法】変更

【補正内容】

【0096】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、コンモンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コンモンモードチョークコイルとコンデンサ、抵抗によるローパスフィルタを構成し、その減衰特性がインバータのPWMのキャリア周波数において十分減衰する値であり、コンデンサ、抵抗を通る漏洩電流

がコンモンモードチョークコイルの飽和磁束密度を越えない値であり、インバータのスイッチング素子がオンしたときにその出力に接続するコンデンサ、抵抗に流れる電流が、前記スイッチング素子の許容電流を越えないように前記コンデンサと抵抗の値が設定されているから、接地線の漏れ電流の増加、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共振もなく、高周波ノイズを低減できる。

【手続補正7】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0097

【補正方法】変更

【補正内容】

【0097】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、コンモンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コンモンモードチョークコイルと前記直列接続体によりインバータのPWMのキャリア周波数を減衰するローパスフィルタを構成する第1の直列接続体と、インバータのPWMのキャリア周波数の高調波を減衰するローパスフィルタを構成する一つ以上の第2の直列接続体を備えるものであるから、インバータのPWMのキャリア周波数の高調波を減衰する効果も得られる。

【手続補正8】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0098

【補正方法】変更

【補正内容】

【0098】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、第2の直列接続体が、第1の直列接続体の抵抗に並列に接続されているから、第2の直列接続体のコンデンサは低電圧のコンデンサで済むという利点が得られ、また、キャリア周波数の高調波成分を第2の直列接続体の抵抗で電力消費するので、第1の直列接続体抵抗の消費成分を少なくすることができ効果がある。

【手続補正9】

【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図24

【補正方法】変更

【補正内容】

【図24】

